

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2002 年 8 月 8 日 (08.08.2002)

PCT

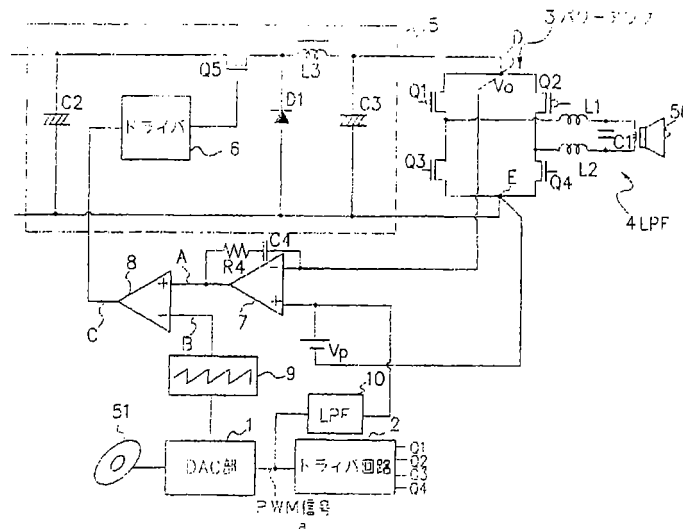
(10) 国際公開番号  
WO 02/061941 A1

- (51) 国際特許分類: H03F 3/217 (72) 発明者: および  
(21) 国際出願番号: PCT/JP02/00581 (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 喜多村 守 (KITA-MURA, Mamoru) [JP/JP]; 〒105-0012 東京都港区芝大門 1 丁目 1 6 番 3 号 芝大門 1 1 6 ビル 7 F 新潟精密株式会社内 Tokyo (JP).  
(22) 国際出願日: 2002 年 1 月 28 日 (28.01.2002)  
(25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 橘 和之 (TACHIBANA, Kazuyuki); 〒350-1136 埼玉県川越市大字下新河岸 8 7 番地 6 4 Saitama (JP).  
(26) 国際公開の言語: 日本語  
(30) 優先権データ: (81) 指定国 (国内): CN, KR, US.  
特願2001-20047 2001 年 1 月 29 日 (29.01.2001) JP  
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 新潟精密株式会社 (NIIGATA SEIMITSU CO., LTD.) [JP/JP]; 〒943-0834 新潟県上越市西城町 2 丁目 5 番 1 3 号 Niigata (JP).  
(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).  
添付公開書類:  
- 国際調査報告書

[続葉有]

(54) Title: AUDIO REPRODUCING APPARATUS AND METHOD

(54) 発明の名称: 音声再生装置および方法



6...DRIVER 2...DRIVER CIRCUIT  
1...DAC SECTION 3...POWER AMPLIFIER  
4...PWM SIGNAL

(57) Abstract: A control loop for sensing the fluctuation of the source voltage ( $V_0$ ) of a power amplifier (3) to feed it back to a switching regulator (5) is provided as well as a control loop to feed it forward to the switching regulator (5) by using PWM signal serving as the source for drive control of the power amplifier (3). The combination of feedback control and feedforward control more improves the precision of control than by just feedback control and results in an effective suppression of the fluctuation of the source voltage. The control can be carried out more simply than by the correction of the fluctuation of the source voltage through digital operation.

[続葉有]



2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

---

(57) 要約:

パワーアンプ3の電源電圧 $V_0$ の変動を検出してスイッチングレギュレータ5にフィードバックする制御ループに加えて、パワーアンプ3を駆動制御する元となるPWM信号を用いてスイッチングレギュレータ5にフィードフォワードする制御ループを設け、フィードバック制御だけでなくフィードフォワード制御も合わせて行うことにより、単純にフィードバック制御する場合に比べて制御の精度を向上させることができるようにし、電源電圧の変動を有効に抑制することができるようにするとともに、デジタル演算により電源電圧の変動を補正する場合と比べて制御をより簡易的に行うことができるようにする。

## 明 細 書

## 音声再生装置および方法

## 技術分野

本発明は音声再生装置および方法に関し、特に、ＣＤ（コンパクトディスク）等のデジタル信号記録メディアに記録されたデジタルのオーディオデータを再生してアナログ出力するデジタルパワーアンプに用いて好適なものである。

## 背景技術

従来、もともとアナログ信号であるオーディオ情報をデジタル信号で表現する手段として、ＰＣＭマルチビット方式（以下、ＰＣＭ方式と略す）が採用されてきた。現在広範に用いられているＣＤも、このＰＣＭ方式を採用している。ＰＣＭ方式では、サンプリング周波数（ $44.1\text{ kHz}$ ）のタイミング毎に量子化特性に応じた演算を行ってアナログ信号をデジタル信号に置き換え、全てのサンプル点についてデータの絶対量をＣＤに記録する。

これに対して、最近になって、 $\Delta\Sigma$ 変調を用いて量子化ノイズの分布を制御することにより、ＰＣＭ方式に比べてデジタル信号から元のアナログ信号への復元性を向上させた１ビット方式が注目を集めている。１ビット方式では、直前のデータに対する変化量を２値信号として記録するだけで、ＰＣＭ方式のような情報量の間引きや補間がないため、量子化によって得られる１ビット信号は極めてアナログに近い特性を示している。

したがって、１ビット方式に基づく音声再生装置（デジタルパワーア

ンプ)、所謂1ビットアンプでは、PCM方式と異なりD/A変換器を必要とせず、最終段に設けたローパスフィルタにより高周波成分のデジタル信号を除去するだけの単純なプロセスで元のアナログ信号を再現することができるというメリットを有している。

図1は、従来の1ビットアンプの構成を概略的に示すブロック図である。図1において、 $\Delta\Sigma$ 変調部52は、CD51から再生されたデジタルオーディオの1ビット信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調に基づく変換処理を行い、PWM(Pulse Width Modulation:パルス幅変調)信号を得る。そして、得られたPWM信号をドライバ回路53に供給する。ドライバ回路53は、 $\Delta\Sigma$ 変調部52より供給されたPWM信号を用いて、パワーアンプ54を駆動するための制御信号を生成する。

パワーアンプ54は、フルブリッジのスイッチング回路から成り、各スイッチング素子のON状態の時間を制御することによって、供給される電源電圧に基づきオーディオ信号を増幅して出力する。このスイッチングを制御するための信号として、時間軸にアナログ的な幅を持つPWM信号を用いる。このパワーアンプ54によって増幅されたオーディオ信号は、ローパスフィルタ(LPF)55を通してアナログオーディオ信号となり、スピーカ56より出力される。

上述したように、このような構成の1ビットアンプを用いれば、再生時にD/A変換動作を行うことなく、ローパスフィルタ55によって高周波信号を除去するだけの単純なプロセスで元のアナログ信号を再現することができる。しかし、このような構成では、パワーアンプ54の電源電圧の変動等によって、増幅されるオーディオ信号に誤差や歪みが生じ、再生音声の音質に悪影響を与える原因となってしまう。

すなわち、例えば大きな音を出力する際には、電源が持つ出力インピーダンスに非常に多くの電流が流れるため、電源電圧は低下する。電源

電圧が下がると、オーディオ信号の出力レベルが頭打ちになってクリップしてしまい、波形に歪みが生じてしまう。また、比較的小さい音を出力する場合でも、立ち上がりエッジや立ち下りエッジの急峻な信号を出力する場合には、電源電圧は低下あるいは上昇してしまい、出力波形に歪みを生じる原因となる。

そこで、このような問題点を解決するために、電源電圧が変動し得るパワーアンプ 5 4 の出力信号を  $\Delta \Sigma$  変調部 5 2 にフィードバックし、このフィードバック信号を用いて電源電圧の変動分を補正した上で P W M 信号を生成することにより、P W M 信号のパルス幅をリアルタイムに調整するようにした 1 ビットアンプが提案されるに至っている。

しかしながら、上述のフィードバックループを備えた 1 ビットアンプでも、電源電圧の変動を完全にはなくすることができず、増幅されるオーディオ信号の波形に依然として歪みを生じる場合があるという問題があった。

電源電圧の変動分を含んだオーディオ信号を A D コンバータによってデジタル信号に変換し、デジタル演算を施すことによって歪みを補正する方法も考えられるが、その場合の演算は非常に複雑となり、高い性能を簡易に実現するのは困難である。

本発明は、このような問題を解決するために成されたものであり、パワーアンプに用いる電源電圧の変動をより簡易的かつ確実に抑制することができるようにし、電源電圧の変動に伴う再生音声の音質劣化をより少なくできるようにすることを目的としている。

#### 発明の開示

本発明の音声再生装置は、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィル

タリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧をフィードバックし、上記パルス幅変調信号を生成して上記オーディオ信号の増幅を行う過程で用いる第1の信号を補正する第1の制御ループと、上記パルス幅変調信号から生成される第3の信号を増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードし、上記増幅用電源の供給を制御するための第2の信号を補正する第2の制御ループと備えたことを特徴とする。

本発明の他の態様では、上記第1の信号と上記第2の信号は同じものであることを特徴とする。

本発明のその他の態様では、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧を増幅用電源の供給制御部にフィードバックする第1の制御ループと、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードする第2の制御ループと備え、上記第1の制御ループおよび上記第2の制御ループを用いて上記増幅用電源の供給制御を行うようにしたことを特徴とする。

本発明のその他の態様では、入力されたデジタルオーディオ信号に対して変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する変調処理手段と、上記変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、上記増幅手段に対する増幅用電

源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号をフィードバック入力するとともに、上記変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成してフィードフォワード入力し、上記所定の制御信号を補正する補正手段とを備えたことを特徴とする。

本発明のその他の態様では、上記電源供給制御手段は、上記所定の制御信号に従って上記増幅用電源からの電力を上記増幅手段に断続的に供給するように制御するスイッチングレギュレータであり、上記補正手段は、上記フィードバック入力および上記フィードフォワード入力した信号に基づいて上記所定の制御信号のパルス幅を補正することを特徴とする。

本発明のその他の態様では、入力されたデジタルオーディオ信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する $\Delta\Sigma$ 変調処理手段と、上記 $\Delta\Sigma$ 変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、上記増幅手段に対する増幅用電源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、所定のクロック信号をもとに三角波信号を発生する三角波発生手段と、上記 $\Delta\Sigma$ 変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成する信号生成手段と、上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記増幅用電源からの信号および上記信号生成手段により生成された信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して差分信号を生成する第1の比

較手段と、上記三角波発生手段より発生された三角波信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記第1の比較手段より出力された差分信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して上記所定の制御信号を生成し、上記電源供給制御手段に供給する第2の比較手段とを備えたことを特徴とする。

本発明のその他の態様では、入力されたデジタルオーディオ信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する $\Delta\Sigma$ 変調処理手段と、上記 $\Delta\Sigma$ 変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、上記増幅手段に対する増幅用電源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、所定のクロック信号をもとに三角波信号を発生する三角波発生手段と、上記 $\Delta\Sigma$ 変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成する信号生成手段と、上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号および上記信号生成手段により生成された信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記増幅用電源からの信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して差分信号を生成する第1の比較手段と、上記三角波発生手段より発生された三角波信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記第1の比較手段より出力された差分信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して上記所定の制御信号を生成し、上記電源供給制御手段に供給する第2の比較手段とを備えたことを特徴とする。

本発明のその他の態様では、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィ



ルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧を検出して増幅用電源の供給制御部にフィードバックし、フィードバックした電源電圧に基づいて、上記増幅用電源の供給制御を行うための制御信号のパルス幅を補正するようにしたことを特徴とする。

本発明のその他の態様では、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードし、フィードフォワードした信号に基づいて、上記増幅用電源の供給制御を行うための制御信号のパルス幅を補正するようにしたことを特徴とする。

また、本発明の音声再生方法は、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生方法であって、上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号をフィードバック入力するとともに、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成してフィードフォワード入力し、上記パルス幅変調信号を生成して上記オーディオ信号の増幅を行う過程で用いる所定の制御信号を補正するようにしたことを特徴とする。

本発明の他の態様では、デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声

再生方法であって、上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号を増幅用電源の供給制御部にフィードバックするとともに、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードして、上記増幅手段に対する上記増幅用電源の供給制御を行うために用いる所定の制御信号を補正するようにしたことを特徴とする。

上記のように構成した本発明によれば、増幅手段に供給される電源電圧が検出されてフィードバック制御され、フィードバック信号を用いて電源電圧の変動分が補正される。また、増幅手段を駆動制御する元となるパルス幅変調信号から、増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号が生成されてフィードフォワード制御され、フィードフォワード信号を用いて電源電圧の変動があらかじめ相殺されるように補正が行われる。

#### 図面の簡単な説明

図 1 は、従来の 1 ビットアンプの構成を示す図である。

図 2 は、本発明の音声再生装置を実施した本実施形態による 1 ビットアンプの構成例を示す図である。

図 3 は、第 1 および第 2 のコンパレータ、三角波発生部の動作を説明するための波形図である。

図 4 は、本実施形態によるフィードフォワード制御の動作原理を説明するための図である。

図 5 は、本実施形態による 1 ビットアンプの他の構成例を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の一実施形態を図面に基づいて説明する。

図 2 は、本発明の音声再生装置を実施した本実施形態による 1 ビットアンプの構成例を示す図である。図 2 に示すように、本実施形態の 1 ビットアンプは、DAC 部 1、ドライバ回路 2、パワーアンプ 3、LPF 4 を備えており、CD 5 1 より再生されたデジタルオーディオ信号をもとに DAC 部 1 にて生成した PWM 信号に基づいて、ドライバ回路 2 がパワーアンプ 3 の増幅時間を制御し、得られた増幅信号を LPF 4 に通すことにより、アナログオーディオ信号を得る。

上記 DAC 部 1 は、CD 5 1 から再生されたデジタルオーディオの 1 ビット信号に対し、 $\Delta \Sigma$  変調に基づく変換処理等を行い、PWM 信号を得るものである。この DAC 部 1 は、CD 5 1 から再生されたデジタルの 1 ビット信号に対して  $\Delta \Sigma$  変調に基づく変換処理を行くことにより PWM 信号を生成する  $\Delta \Sigma$  変調処理部、その動作タイミングを水晶発振子より発せられるクロック信号に基づき制御するタイミングコントローラなどを備えている。

ドライバ回路 2 は、DAC 部 1 より供給される PWM 信号を用いてパワーアンプ 3 の駆動制御信号を生成する。そして、生成した駆動制御信号に基づいて、パワーアンプ 3 をフルブリッジで構成する各スイッチング素子 (pMOS トランジスタ Q 1, Q 2 および nMOS トランジスタ Q 3, Q 4) を ON 状態とする時間を制御し、駆動する。これにより、パワーアンプ 3 は、制御された駆動時間分だけ、電源  $V_p$  から供給される電源電圧に基づきオーディオ信号を増幅して出力する。

このパワーアンプ 3 により増幅されたオーディオ信号は、コイル L 1, L 2 およびコンデンサ C 1 から成る LPF 4 を通してアナログオーディオ信号となり、スピーカ 5 6 より出力される。

パワーアンプ 3 に電源電圧を供給する電源  $V_p$  には、スイッチングレギュレータ 5 が設けられている。スイッチングレギュレータ 5 は、スイッチング素子である nMOS トランジスタ  $Q_5$  と、当該 nMOS トランジスタ  $Q_5$  を駆動するドライバ 6 と、nMOS トランジスタ  $Q_5$  とパワーアンプ 3 との間に接続されたコイル  $L_3$  と、nMOS トランジスタ  $Q_5$  およびコイル  $L_3$  の信号ラインとグランドとの間に互いに並列に接続されたコンデンサ  $C_2$ 、 $C_3$  およびダイオード  $D_1$  とを備えている。

スイッチングレギュレータ 5 は、電源  $V_p$  からの電力をパワーアンプ 3 に断続的に供給するように nMOS トランジスタ  $Q_5$  によって制御し、その断続周期あるいは 1 周期内のオン／オフの時間比を変えることにより、パワーアンプ 3 に対して所定の負荷電力を与えるようにする。このとき、nMOS トランジスタ  $Q_5$  のオン／オフを制御するための制御信号は、パワーアンプ 3 からフィードバックされる電源電圧  $V_o$  の変動分を含んだ信号等に基づいて生成する。

すなわち、パワーアンプ 3 に供給される電源電圧  $V_o$  の変動を検出するために、パワーアンプ 3 の電源供給側のノード D を第 1 のコンパレータ 7 の負側の入力端子に接続するとともに、パワーアンプ 3 のグランド側のノード E を電源  $V_p$  を介して第 1 のコンパレータ 7 の正側の入力端子に接続する。これにより、第 1 のコンパレータ 7 の負側の入力端子にはパワーアンプ 3 の電源電圧  $V_o$  が供給され、正側の入力端子には電源  $V_p$  の正の電圧が供給される。

第 1 のコンパレータ 7 は、電源  $V_p$  より供給される信号と、パワーアンプ 3 より供給される電源電圧  $V_o$  に応じた振幅の信号とを比較し、その差分信号を生成して第 2 のコンパレータ 8 の正側の入力端子に出力する。このとき抵抗  $R_4$  およびコンデンサ  $C_4$  は、得られる差分信号にフィルタをかけて滑らかにする働きをする。一方、第 2 のコンパレータ 8 の

負側の入力端子には、三角波発生部 9 により生成される三角波信号が入力される。

第 2 のコンパレータ 8 は、第 1 のコンパレータ 7 より出力される差分信号と、三角波発生部 9 により生成された三角波信号とを比較して、スイッチングレギュレータ 5 内の n M O S トランジスタ Q 5 の駆動を制御するためのパルス信号を生成する。このようにして生成されたパルス信号は、スイッチングレギュレータ 5 内のドライバ 6 に供給され、これによって n M O S トランジスタ Q 5 のオン／オフが制御される。

三角波発生部 9 は、D A C 部 1 内の図示しないタイミングコントローラより出力されるクロック信号（ $\Delta \Sigma$  変調処理部に供給されるクロック信号と同じもの）の各パルス毎に、そのパルス幅の時間分だけ信号を積分してはリセットするという動作を繰り返すことにより、三角波信号を発生する。三角波信号を生成する元の信号として、D A C 部 1 内の  $\Delta \Sigma$  変調処理部等を制御しているクロック信号と同じクロック信号を用いることで、複数のクロックを用いることによる余計な干渉を防ぐことができる。

図 3 は、第 1 のコンパレータ 7 より出力される差分信号と、三角波発生部 9 により生成された三角波信号とから、n M O S トランジスタ Q 5 の駆動タイミングを決めるためのパルス信号を生成する様子を示す波形図である。

図 3 において、第 2 のコンパレータ 8 の負側端子に入力されるノード B の三角波信号は、当該第 2 のコンパレータ 8 の出力ノード C のパルス信号について “H” または “L” を決める際のしきい値となる。すなわち、第 2 のコンパレータ 8 の出力ノード C のパルス信号は、第 2 のコンパレータ 8 の正側端子に入力されるノード A の差分信号のレベルが負側端子に入力されるノード B の三角波信号のレベルより大きいところで “

H”となり、差分信号のレベルが三角波信号のレベルより小さいところで“L”となる。

このような動作状態において、あるタイミング  $t$  で電源電圧  $V_0$  に変動が生じると、第1のコンパレータ7より出力されるノードAの差分信号が例えば図3のように変化する。これにより第2のコンパレータ8のしきい値が変動するため、ノードCのパルス信号のパルス幅も図3のように変化する。これにより、電源電圧  $V_0$  の変動に応じてスイッチングレギュレータ5内のnMOSトランジスタQ5の駆動タイミングを可変とし、電源  $V_p$  からパワーアンプ3に対する電源電圧の供給を制御することが可能となる。

例えば、あるタイミング  $t$  で電源電圧  $V_0$  が上昇すると、第1のコンパレータ7より出力されるノードAの差分信号は、図3のように小さくなる方向に変化する。これにより、第2のコンパレータ8より出力されるノードCのパルス信号のパルス幅  $W$  がそれまでよりも狭くなる。これにより、スイッチングレギュレータ5内のnMOSトランジスタQ5がオンする時間が短くなるので、パワーアンプ3に供給される電源電圧  $V_0$  が下がり、電源電圧  $V_0$  の変動が抑制される。

本実施形態では、パワーアンプ3の出力信号をDAC部1内の $\Delta\Sigma$ 変調処理部にフィードバックしてPWM信号のパルス幅を補正するのではなく、電源  $V_p$  からの電源電圧の供給を制御するスイッチングレギュレータ5に電源電圧そのものをフィードバックし、電源電圧の変動に応じて当該電源電圧の供給をダイレクトに制御するようにしている。したがって、従来に比べて精度の良いフィードバック制御を行うことができる。

また、本実施形態では、以上のような電源  $V_p$  に対するフィードバック制御ループに加えて、以下に述べるフィードフォワード制御ループも

構成している。すなわち、DAC部1により生成されるデジタルのPWM信号に対してローパスフィルタ処理を行うLPF10を設け、このLPF10によりアナログのPWM信号を生成する。そして、このアナログのPWM信号を第1のコンパレータ7の正側の入力端子に供給する。以上の第1および第2のコンパレータ7、8、三角波発生部9、LPF10によって本発明の補正手段が構成される。

PWM信号は、オーディオ信号を増幅する時間を制御するための元となる信号であるから、このPWM信号のパルス幅によってオーディオ信号の増幅時間、すなわち、オーディオ信号の振幅はあらかじめ予測できる。例えば、PWM信号のパルス幅が大きいときは、大きな振幅のオーディオ信号を再生音声として出力することが予測できる。また、パワーアンプ3に生じる電源電圧 $V_0$ は、再生されるオーディオ信号の振幅に応じて変動する。

したがって、PWM信号と電源電圧 $V_0$ の変動とはある程度相関を持つと言える。そこで、本実施形態では、このPWM信号をスイッチングレギュレータ5にフィードフォワードして電源 $V_p$ からの電力供給を制御することにより、パワーアンプ3に生じる電源電圧 $V_0$ の変動を抑制するようにしている。

図4は、本実施形態によるフィードフォワード制御の動作原理を説明するための図である。ここでは、パワーアンプ3により増幅されてスピーカ56から出力されるオーディオ信号の波形 $V_a$ が図4(a)のようになっているものとする。この場合、パワーアンプ3に供給される電源電圧 $V_0$ は、オーディオ出力波形 $V_a$ の振幅に応じて図4(b)のように変動する。

本実施形態では、図2に示したように、DAC部1より出力されるPWM信号に対してLPF10でローパスフィルタ処理を行い、その出力

信号を第 1 および第 2 のコンパレータ 7, 8 を介してスイッチングレギュレータ 5 にフィードフォワードすることにより、図 4 (c) に示す波形の分だけ電圧を補正するような制御をかける。図 4 (c) に示す波形は、図 4 (b) に示す電源電圧  $V_0$  の変動分と逆相でほぼ振幅が等しくなる波形である。この図 4 (c) のような波形のフィードフォワード制御をかけることにより、電源電圧  $V_0$  の変動を相殺によってあらかじめキャンセルする。

具体的には、LPF 10 においてアナログの PWM 信号を生成する際に、図 4 (c) の波形が  $-k V_a$  ( $k$  は係数) となるように上記アナログの PWM 信号の振幅を制御する。電源電圧  $V_0$  の変動の要因となる電源  $V_p$  の出力インピーダンスは、スイッチングレギュレータ 5 のコンデンサ  $C_2$ ,  $C_3$  等の特性によってほぼ決まるため、電源電圧  $V_0$  の変動を抑えるために必要な係数  $k$  の値は、当該コンデンサ  $C_2$ ,  $C_3$  等の特性からほぼ一意に定まる。したがって、図 4 (c) のようなフィードフォワード制御がかかるように LPF 10 をあらかじめ設計しておくことは可能である。

以上詳しく説明したように、本実施形態においては、パワーアンプ 3 に生じる電源電圧  $V_0$  の変動を検出して電源  $V_p$  のスイッチングレギュレータ 5 にフィードバックする第 1 の制御ループに加えて、DAC 部 1 により生成される PWM 信号を用いてスイッチングレギュレータ 5 にフィードフォワードする第 2 の制御ループも設けている。

これにより、単純にフィードバック制御する場合に比べて制御の精度を向上させることができ、フィードバック制御だけでは除去し切れない電源電圧の変動も有効に抑制することができる。また、オーディオ信号をデジタル化してデジタル演算を施すことによる補正方法と比べて、制御をより簡易的に行うことができる。したがって、本実施形態によれば



、電源電圧の変動等に伴う再生音声の音質劣化を簡易的、かつ、より確実に抑制することが可能となる。

図5は、本実施形態による1ビットアンプの他の構成例を示す図であり、図2に示した構成要素と同一の機能を有する構成要素には同一の符号を付している。図5に示す1ビットアンプでは、LPF10より出力されたアナログのPWM信号をインバータ11に通すことによって位相を反転し、その位相反転した信号を第1のコンパレータ7の負側の入力端子に供給するようにしている。

つまり、図5の例では、パワーアンプ3からスイッチングレギュレータ5にフィードバックする電源電圧 $V_0$ 。そのものをPWM信号によってコントロールするようにしている。この場合、パワーアンプ3からフィードバックする電源電圧 $V_0$ は、2つの抵抗 $R_1$ 、 $R_2$ によって適当な値に分圧して第1のコンパレータ7の負側の入力端子に供給する。

このように構成した場合も、単純にフィードバック制御する場合に比べて制御の精度を向上させることができ、フィードバック制御だけでは除去し切れない電源電圧の変動も有効に抑制することができる。また、デジタル演算による補正方法に比べて、制御をより簡易的に行うことができる。したがって、電源電圧の変動等に伴う再生音声の音質劣化を簡易的、かつ、より確実に抑制することが可能となる。

なお、以上に説明した実施形態は、本発明を実施するにあたっての具体化の一例を示したものに過ぎず、これらによって本発明の技術的範囲が限定的に解釈されてはならないものである。すなわち、本発明はその精神、またはその主要な特徴から逸脱することなく、様々な形で実施することができる。

例えば、上記実施形態では、アナログのPWM信号をフィードフォワードする際に、図4(c)に示す $-k V_a$ の波形で制御がかかるように

L P F 1 0 そのものを設計していた。これに対して、L P F 1 0 は普通にローパスフィルタ処理を行うようにし、その出力信号に対して位相を反転して係数  $k$  をかける回路を別に設けるようにしても良い。

また、上記実施形態は、フィードバック制御ループもフィードフォワード制御ループも共に電源  $V_p$  に対する制御ループを構成していたが、必ずしもこの例に限定されるものではない。例えば、フィードバック制御ループは、D A C 部 1 にフィードバックして P W M 信号のパルス幅を補正する制御ループや、ドライバ回路 2 にフィードバックしてパワーアンプ 3 の駆動制御信号のパルス幅を補正する制御ループ、あるいはその他の制御ループであっても良い。

本発明は上述したように、増幅手段の電源電圧を検出してフィードバック制御することに加えて、増幅手段を駆動制御する元となるパルス幅変調信号を用いてフィードフォワード制御するようにしたので、単純にフィードバック制御する場合に比べて制御の精度を向上させることができ、電源電圧の変動を有効に抑制することができる。また、デジタル演算により電源電圧の変動を補正する方法と比べて、制御をより簡易的に行うことができる。したがって、電源電圧の変動等に伴う再生音声の音質劣化をより簡易的かつ確実に抑制することができる。

また、フィードバック制御ループとして、増幅手段の電源電圧を検出して電源の供給制御部にフィードバックする制御ループを構成することにより、電源電圧の変動を電源の供給制御によってダイレクトに抑制することができる。制御の精度を向上させることができる。フィードフォワード制御ループについても同様に、P W M 信号を用いて電源の供給制御部にフィードフォワードをかけることにより、電源電圧の変動をダイレクトに抑制することができる。制御の精度を向上させることができる。

### 産業上の利用可能性

本発明は、パワーアンプに用いる電源電圧の変動をより簡易的かつ確実に抑制することができるようにし、電源電圧の変動に伴う再生音声の音質劣化をより少なくできるようにするのに有用である。

## 請 求 の 範 囲

1. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、

上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧をフィードバックし、上記パルス幅変調信号を生成して上記オーディオ信号の増幅を行う過程で用いる第1の信号を補正する第1の制御ループと、

上記パルス幅変調信号から生成される第3の信号を増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードし、上記増幅用電源の供給を制御するための第2の信号を補正する第2の制御ループと備えたことを特徴とする音声再生装置。

2. 上記第1の信号と上記第2の信号は同じものであることを特徴とする請求の範囲第1項に記載の音声再生装置。

3. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、

上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧を増幅用電源の供給制御部にフィードバックする第1の制御ループと、

上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードする第2の制御ループと備え、

上記第1の制御ループおよび上記第2の制御ループを用いて上記増幅用電源の供給制御を行うようにしたことを特徴とする音声再生装置。

4. 入力されたデジタルオーディオ信号に対して変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する変調処理手段と、

上記変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、

上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、

上記増幅手段に対する増幅用電源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、

上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号をフィードバック入力するとともに、上記変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成してフィードフォワード入力し、上記所定の制御信号を補正する補正手段とを備えたことを特徴とする音声再生装置。

5. 上記電源供給制御手段は、上記所定の制御信号に従って上記増幅用電源からの電力を上記増幅手段に断続的に供給するように制御するスイッチングレギュレータであり、

上記補正手段は、上記フィードバック入力および上記フィードフォワード入力した信号に基づいて上記所定の制御信号のパルス幅を補正することを特徴とする請求の範囲第4項に記載の音声再生装置。

6. 入力されたデジタルオーディオ信号に対して $\Delta\Sigma$ 変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する $\Delta\Sigma$ 変調処理手段と、

上記 $\Delta\Sigma$ 変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、

上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、

上記増幅手段に対する増幅用電源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、

所定のクロック信号をもとに三角波信号を発生する三角波発生手段と

上記  $\Delta\Sigma$  変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成する信号生成手段と、

上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記増幅用電源からの信号および上記信号生成手段により生成された信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して差分信号を生成する第1の比較手段と、

上記三角波発生手段より発生された三角波信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記第1の比較手段より出力された差分信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して上記所定の制御信号を生成し、上記電源供給制御手段に供給する第2の比較手段とを備えたことを特徴とする音声再生装置。

7. 入力されたデジタルオーディオ信号に対して  $\Delta\Sigma$  変調に基づく変換処理を行い、パルス幅変調信号を生成する  $\Delta\Sigma$  変調処理手段と、

上記  $\Delta\Sigma$  変調処理手段により生成されたパルス幅変調信号に基づいてオーディオ信号の増幅を行う増幅手段と、

上記増幅手段より出力された信号に対してフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を生成するフィルタ手段と、

上記増幅手段に対する増幅用電源の供給を所定の制御信号に従って制御する電源供給制御手段と、

所定のクロック信号をもとに三角波信号を発生する三角波発生手段と

上記  $\Delta\Sigma$  変調処理手段により生成された上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成する信号生成手段と、

上記増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号および上記信号生成手段により生成された信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記増幅用電源からの信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して差分信号を生成する第1の比較手段と、

上記三角波発生手段より発生された三角波信号を一方の入力端子に入力するとともに、上記第1の比較手段より出力された差分信号を他方の入力端子に入力し、2つの入力信号を比較して上記所定の制御信号を生成し、上記電源供給制御手段に供給する第2の比較手段とを備えたことを特徴とする音声再生装置。

8. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、

上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧を検出して増幅用電源の供給制御部にフィードバックし、フィードバックした電源電圧に基づいて、上記増幅用電源の供給制御を行うための制御信号のパルス幅を補正するようにしたことを特徴とする音声再生装置。

9. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生装置であって、

上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードし、フィードフォワードした信号に基づいて、上記増幅用電源の供給制御を行うための制御信号のパルス幅を補正するようにしたことを特徴とする音声再生装置。

10. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うこ

とによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生方法であって、

上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号をフィードバック入力するとともに、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成してフィードフォワード入力し、上記パルス幅変調信号を生成して上記オーディオ信号の増幅を行う過程で用いる所定の制御信号を補正するようにしたことを特徴とする音声再生方法。

11. デジタルオーディオ信号に基づき生成されたパルス幅変調信号に従ってオーディオ信号の増幅を行い、更にフィルタリング処理を行うことによってアナログオーディオ信号を出力する音声再生方法であって、

上記オーディオ信号の増幅を行う増幅手段に供給される電源電圧に応じた振幅の信号を増幅用電源の供給制御部にフィードバックするとともに、上記パルス幅変調信号をもとに、上記増幅手段に供給される電源電圧と略同じ振幅で逆相の信号を生成して上記増幅用電源の供給制御部にフィードフォワードして、上記増幅手段に対する上記増幅用電源の供給制御を行うために用いる所定の制御信号を補正するようにしたことを特徴とする音声再生方法。



図 1

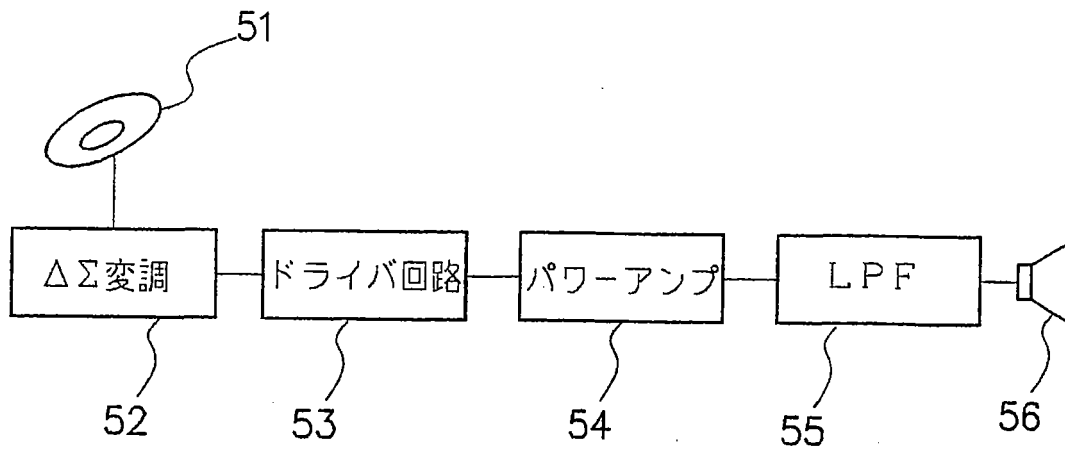


図 2

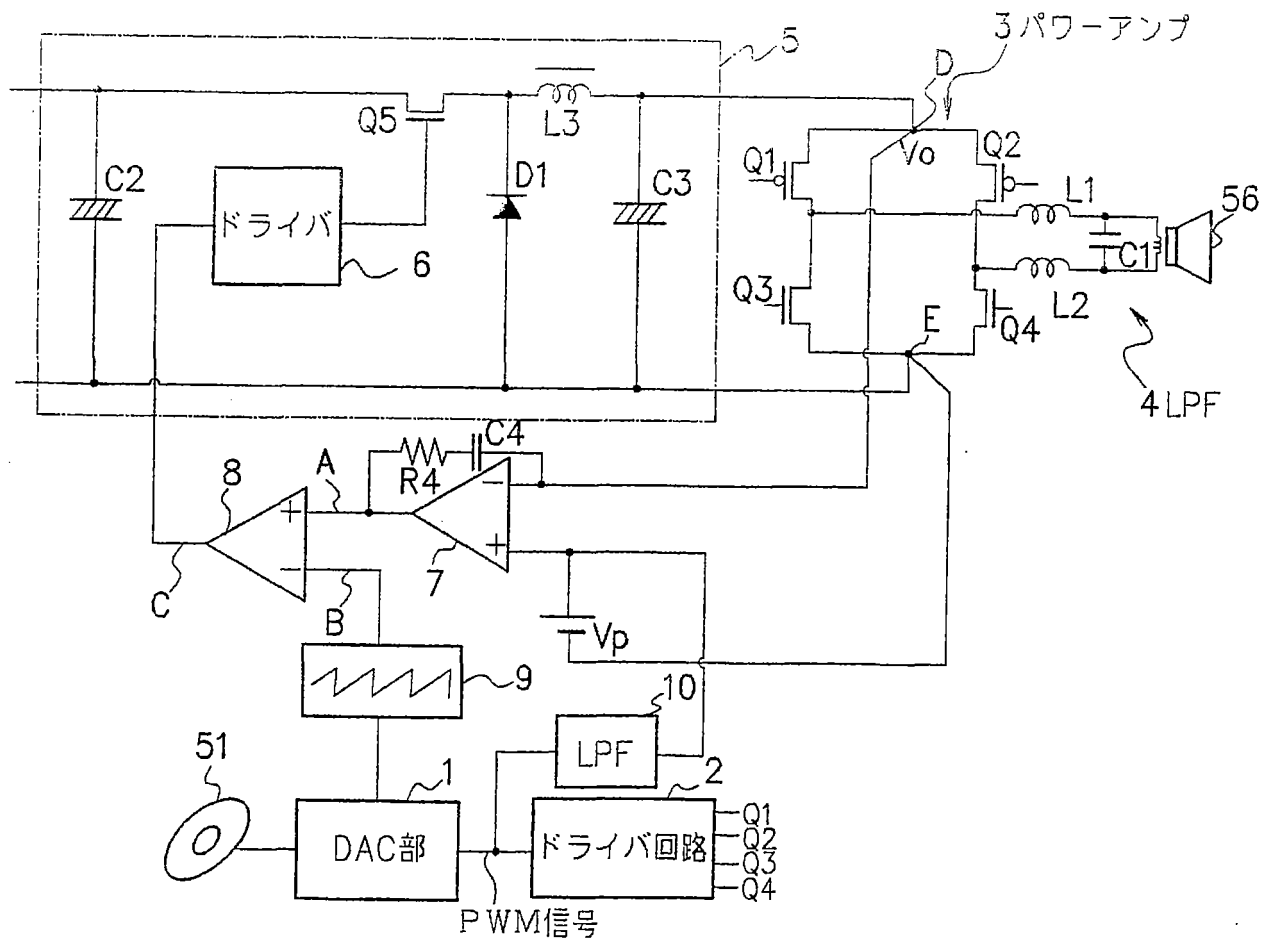


図 3

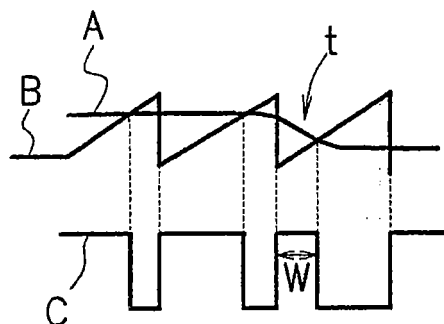


図 4

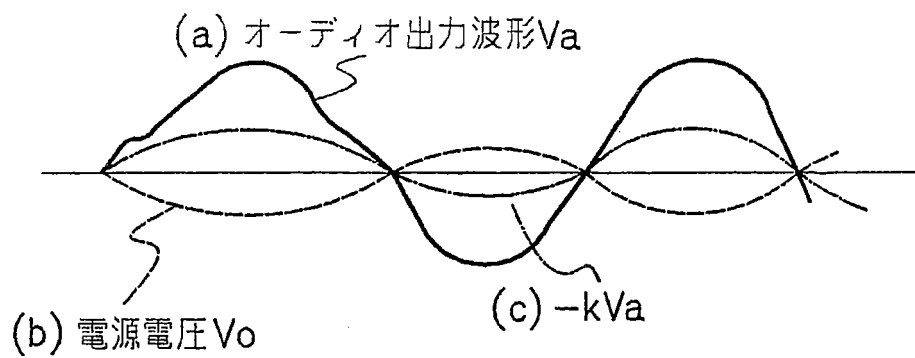
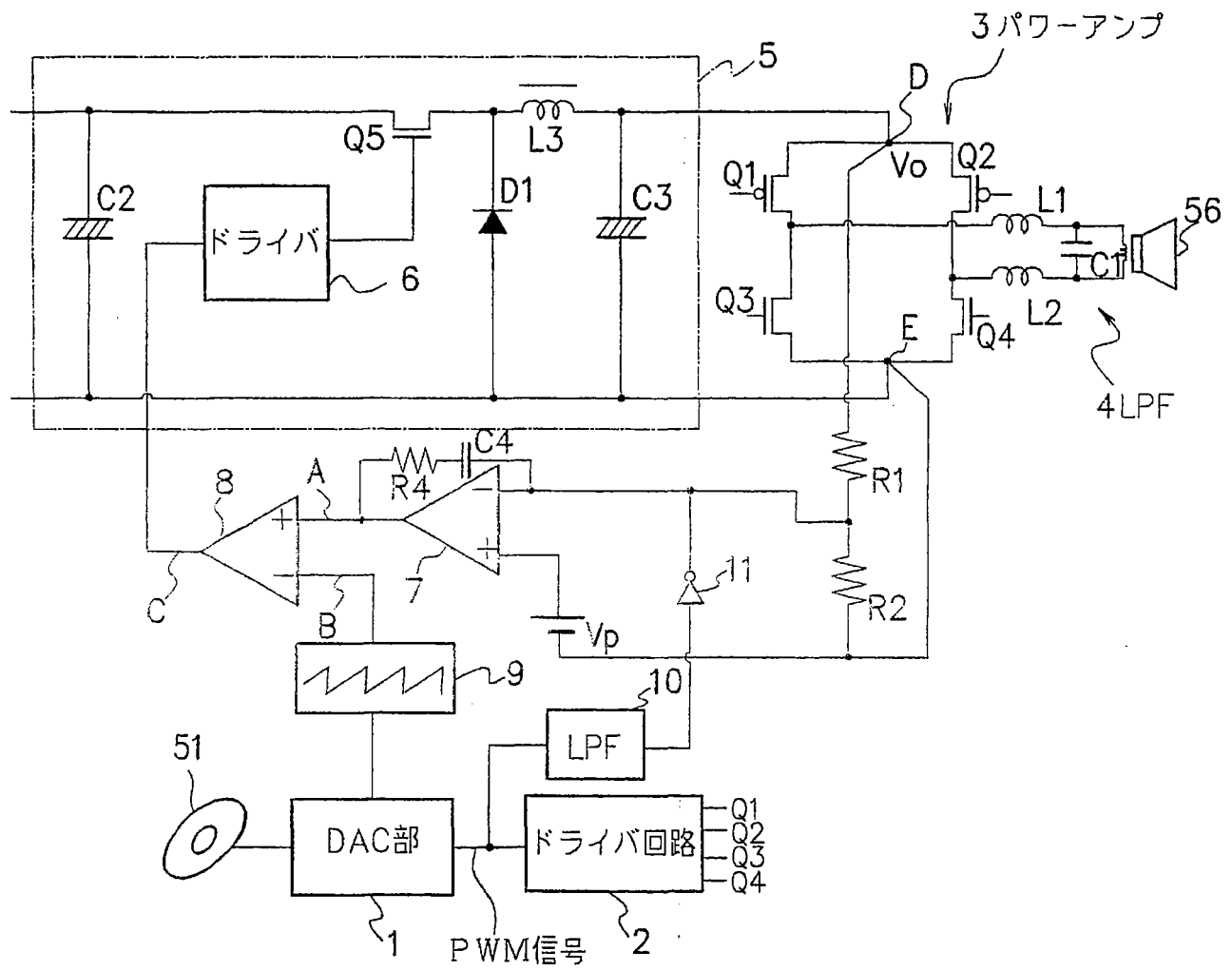


図 5



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP02/00581

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl<sup>7</sup> H03F3/217

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H03F3/217

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2001

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2001 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2001

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP, 5-259753, A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 08 October, 1993 (08.10.93), Full text (Family: none)	1-11
Y	JP, 60-190010, A (Sony Corp.), 27 September, 1985 (27.09.85), Full text & EP 183849 A1 & US 4820940 A1	1-11
Y	JP, 2000-332553 A (Sharp Corp.), 30 November, 2000 (30.11.00), Full text (Family: none)	6, 7

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

28 February, 2002 (28.02.02)

Date of mailing of the international search report

12 March, 2002 (12.03.02)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H03F3/217

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H03F3/217

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1922-1996年

日本国公開実用新案公報 1971-2001年

日本国登録実用新案公報 1994-2001年

日本国実用新案登録公報 1996-2001年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 5-259753 A (日本電信電話株式会社) 1993. 10. 08, 全文 (ファミリーなし)	1-11
Y	JP 60-190010 A (ソニー株式会社) 1985. 09. 27, 全文 & EP183849 A1 & US4820940 A1	1-11
Y	JP 2000-332553 A (シャープ株式会社) 2000. 11. 30, 全文 (ファミリーなし)	6, 7

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

28. 02. 02

国際調査報告の発送日

12.03.02

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

佐藤 敬介



5W

9196

電話番号 03-3581-1101 内線 3576